

31 MAY 2005

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

PCT/JP 03/15166

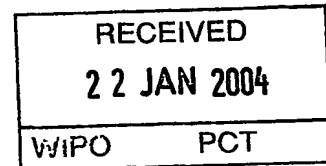
JP03/15166  
27.11.03

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日  
Date of Application: 2002年12月 6日

出 願 番 号  
Application Number: 特願2002-354632  
[ST. 10/C]: [JP2002-354632]



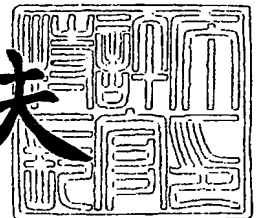
出 願 人  
Applicant(s): 日本精工株式会社

PRIORITY DOCUMENT  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH  
RULE 17.1(a) OR (b)

2004年 1月 8日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今 井 康 夫



BEST AVAILABLE COPY

出証番号 出証特2003-3109504

【書類名】 特許願

【整理番号】 NSK0251

【提出日】 平成14年12月 6日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 B62D 6/00  
B62D 5/04

【発明の名称】 モータ駆動制御装置および電動パワーステアリング装置

【請求項の数】 6

【発明者】

    【住所又は居所】 群馬県前橋市鳥羽町 7 8 番地 日本精工株式会社内

    【氏名】 タ カオ ミン

【発明者】

    【住所又は居所】 群馬県前橋市鳥羽町 7 8 番地 日本精工株式会社内

    【氏名】 遠藤 修司

【特許出願人】

    【識別番号】 000004204

    【氏名又は名称】 日本精工株式会社

【代理人】

    【識別番号】 100078776

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 安形 雄三

【選任した代理人】

    【識別番号】 100114269

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 五十嵐 貞喜

【選任した代理人】

    【識別番号】 100093090

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 北野 進

## 【手数料の表示】

【予納台帳番号】 010836

【納付金額】 21,000円

## 【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 モータ駆動制御装置および電動パワーステアリング装置

【特許請求の範囲】

【請求項1】 ベクトル制御を用いて算出された電流指令値  $I_{dref}$  および  $I_{qref}$  に基づきモータの電流を制御するモータ駆動制御装置において、前記モータの検出された機械角速度  $\omega_m$  が前記モータのベース角速度  $\omega_b$  より高速である場合に、前記  $I_{dref}$  が、前記モータのトルク指令値  $T_{ref}$  と前記  $\omega_b$  と前記  $\omega_m$  とにより算出されることを特徴とするモータ駆動制御装置。

【請求項2】 前記電流指令値  $I_{dref}$  は、前記  $T_{ref}$  および  $\sin\Phi$  の関数で求められ、前記  $\Phi$  は前記  $\omega_b$  および前記  $\omega_m$  から導かれる請求項1に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項3】 前記  $I_{qref}$  は、モータ出力方程式に前記  $I_{dref}$  を代入して算出される請求項1または請求項2に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項4】 前記モータが3以上の相を有するブラシレスDCモータである請求項1乃至3のいずれかに記載のモータ駆動制御装置。

【請求項5】 前記ブラシレスDCモータのモータ電流が台形波電流である請求項4に記載のモータ駆動制御装置。

【請求項6】 請求項1乃至5のいずれかに記載のモータ駆動制御装置が用いられた電動パワーステアリング装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、3以上の相を有するモータで、特にブラシレスDCモータに適用されるモータ駆動制御装置およびそれを用いた電動パワーステアリング装置に関する。

【0002】

**【従来の技術】**

従来、電動パワーステアリング装置に使用されるモータは、一般的なものは永久磁石同期モータ（PMSM）で、3相正弦波電流で駆動されている。また、モータを駆動する制御方式としては、ベクトル制御と称する制御方法が良く使用されている。しかし、電動パワーステアリング装置の小型化の要望が強く、小型化に適したモータとしてブラシレスDCモータを用いる傾向にある。

**【0003】**

このような状況の下での従来の電動パワーステアリング装置用モータのベクトル制御方式を用いたモータ駆動制御装置について図7を用いて説明する。

**【0004】**

その構成はモータ1の電流を制御する電流指令値算出回路100の後に、指令値 $I_{avref}$ 、 $I_{vbref}$ 、 $I_{vc ref}$ とモータ電流 $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$ との誤差を検出する減算器20-1、20-2、20-3、そして、その誤差信号を入力とするPI制御回路21、PWM制御回路30、インバータ31を介してモータ1に至る主経路が構成されている。インバータ31とモータ1の間にはモータ電流 $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$ を検出する電流検出回路32が配され、検出されたモータ電流が減算器20のフィードバックされるフィードバック制御の構成となっている。

**【0005】**

次に、電流指令値算出回路100について説明するが、まず、その入力に関して、図示しないトルクセンサーで検出されたトルクから算出された指令値 $T_{ref}$ と位置検出センサ11で検出されたモータ内のロータの回転角 $\theta_e$ と微分回路24で演算された電気角速度 $\omega_e$ を入力としている。電気角速度 $\omega_e$ とロータの回転角 $\theta_e$ を入力とし、換算回路101で逆起電圧 $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$ を算出する。次に、3相/2相変換回路102でd軸、q軸成分である $e_d$ 、 $e_q$ に変換し、それを入力としてq軸指令電流算出回路108でq軸の電流指令値 $I_{qref}$ が算出される。ただし、この場合、d軸の電流指令値 $I_{dref}=0$ として演算される。即ち、モータの出力方程式において、

$$T_{ref} \times \omega_m = 3/2 (e_d \times I_d + e_q \times I_q)$$

において、 $I_d = I_{dref} = 0$ を入力すると、

$$I_q = I_{qref} = 2/3 (T_{ref} \times \omega_m / e_q)$$

として算出される。電流指令値  $I_{avref}$ ,  $I_{bvref}$ ,  $I_{cvref}$  はこの  $I_{qref}$  と後で詳細に説明する進角制御の角度  $\Phi$  に基づいて算出される。即ち、進角算出回路 107 で算出された角度  $\Phi$  と  $I_{qref}$  を入力として 2 相 / 3 相変換回路 109 にて電流指令値  $I_{avref}$ ,  $I_{bvref}$ ,  $I_{cvref}$  が算出される。

#### 【0006】

なお、 $\Phi = a \cos(\omega_b / \omega_m)$ 、或いは  $\Phi = K(1 - (\omega_b / \omega_m))$  などの関数が経験的に用いられる。なお、モータのベース角速度  $\omega_b$  とは、弱め界磁制御を用いずにモータを駆動させた際のモータの限界角速度である。図 8 にトルク  $T$  とモータの回転数  $n$  (角速度  $\omega_e$ ) の関係を示し、弱め界磁制御がない場合の限界角速度  $\omega_b$  の一例を示す。

#### 【0007】

ここで、進角制御について説明する。

#### 【0008】

モータが高速回転でない、つまり、モータの角速度  $\omega_m$  がモータのベース角速度  $\omega_b$  より低速の間は、電流指令値  $I_{avref}$ ,  $I_{bvref}$ ,  $I_{cvref}$  は、後述する進角  $\Phi$  に関係なく、 $I_{qref}$  から 2 相 / 3 相変換回路 109 で算出された値にしたがって制御すれば、トルク指令値  $T_{ref}$  に従ったトルクを出力できる。つまり、電動パワーステアリング装置としては運転手のハンドル操作はスムーズに実行されていることを意味する。

#### 【0009】

ところが、モータが高速回転、即ちモータの角速度  $\omega_m$  がモータのベース角速度  $\omega_b$  より高速になると、進角  $\Phi$  を加味した制御を実行しないと  $\omega_b$  より高速の角速度を実現することができなくなる。このモータの高速回転を電動パワーステアリング装置に置きかえると、駐車時の切り返しや緊急避難のためのハンドルの急操舵の場合に、ハンドル操作にモータが追従しないために操舵フィーリングを悪化させてしまうのである。

## 【0010】

モータの高速回転時のトルク制御として、弱め界磁制御という制御方式があり、その具体的な一手法として、進角制御がある。この進角制御方式に関しては、特許文献1や非特許文献1に記載されている。進角制御の特徴は  $I_{qref}$  の位相を角度  $\Phi$  進めて、界磁弱めの成分を作成する。図6 (B) において、 $I_{qref}$  を角度  $\Phi$  だけ進めると d 軸成分として  $I_{qref} \times \sin \Phi$  が、また、q 軸成分として  $I_{qref} \times \cos \Phi$  が発生する。ここで  $I_{qref} \times \sin \Phi$  が界磁弱め成分として作用し、 $I_{qref} \times \cos \Phi$  がトルク成分として作用する。

## 【0011】

## 【特許文献1】

米国特許第 5 6 7 7 6 0 5 号明細書 (請求項 1 (d)、Fig. 6, Fig. 9)

## 【0012】

## 【非特許文献1】

C. C. Chan et al [Novel Permanent Magnet Motor Drives for Electric Vehicles] IEEE Transaction on Industrial Electronics Vol 43 No. 2 April 1996 page 335 Fig. 5

## 【0013】

## 【発明が解決しようとする課題】

ところで、進角制御により発生する d 軸成分および q 軸成分は、 $I_{qref}$  を位相  $\Phi$  だけ進めるだけなので、d 軸の  $I_{qref} \times \sin \Phi$  と q 軸の  $I_{qref} \times \cos \Phi$  が一定関係に縛られ、必ずしも量的なバランスが最適化されていないのである。その結果、高速回転時に、モータ端子電圧が飽和して電流指令値にモータ電流が追従できず、トルクリップルが大きくなったり、モータ騒音も大きくなり、電動パワーステアリング装置としては、急速なハンドル操舵時に、ハンド

ルを通して異常な振動を感じたり、モータ騒音を引起し運転手に不快感を与えるなどの不具合が生じていた。

#### 【0014】

よって、本発明は、上述のような事情から成されたものであり、本発明の目的は、モータの高速回転時にも、モータ端子電圧が飽和せず、よってトルクリップルが小さく、モータ騒音も小さい、また、電動パワーステアリング装置にあっては、ハンドルの急速な操舵時にも、騒音も小さく、ハンドル操作が滑らかに追隨できるモータ駆動制御装置および電動パワーステアリング装置を提供することにある。

#### 【0015】

##### 【課題を解決するための手段】

本発明は、ベクトル制御を用いて算出された電流指令値  $I_{dref}$  および  $I_{qref}$  に基づきモータの電流を制御するモータ駆動制御装置に関し、前記モータの検出された機械角速度  $\omega_m$  が前記モータのベース角速度  $\omega_b$  より高速である場合に、前記  $I_{dref}$  が、前記モータのトルク指令値  $T_{ref}$  と前記  $\omega_b$  と前記  $\omega_m$  とにより算出されることによって達成される。また、前記電流指令値  $I_{dref}$  は、前記  $T_{ref}$  および  $\sin \Phi$  の関数で求められ、前記  $\Phi$  は前記  $\omega_b$  および前記  $\omega_m$  から導かれることによって、また、前記  $I_{qref}$  は、モータ出力方程式に前記  $I_{dref}$  を代入して算出されることによって、また前記ブラシレスDCモータのモータ電流が台形波電流であることによって達成される。

#### 【0016】

##### 【発明の実施の形態】

以下、図面を参照しながら、本発明の実施形態を説明する。

#### 【0017】

本実施形態では、3相ブラシレスDCモータに適用した場合を例として説明するが、本発明はこれに限定されるものではなく、他の種類のモータについても同様に本発明を適用することができる。

#### 【0018】

図1において、本発明の実施例に係る3相ブラシレスDCモータ1は、円筒形



のハウジング 2 と、このハウジング 2 の軸心に沿って配設され、軸受 3 a、3 b により回転自在に支持された回転軸 4 と、この回転軸 4 に固定されたモータ駆動用の永久磁石 5 と、この永久磁石 5 を包囲するようにハウジング 2 の内周面に固定され、かつ 3 相の励磁コイル 6 a、6 b および 6 c が巻き付けられた固定子（以下、ステータという）6 とを具備し、回転軸 4 および永久磁石 5 によって回転子（以下、ロータという）7 を構成している。このロータ 7 の回転軸 4 の一端近傍には、位相検出用のリング状永久磁石 8 が固定され、この永久磁石は、周方向に等間隔で交互に S 極と N 極に着磁されている。

#### 【0019】

ハウジング 2 内の軸受 3 b が配設された側の端面には、ステータ 9 を介して、リング状の薄板からなる支持基板 10 が配設されている。この支持基板 10 には、永久磁石 8 に対向するように、レゾルバやエンコーダなどのロータ位置検出器 11 が固定されている。なお、ロータ位置検出器 11 は、図 2 に示すように、実際には励磁コイル 6 a ~ 6 c の駆動タイミングに対応して周方向に適宜離間して複数設けられる。ここで、励磁コイル 6 a ~ 6 c は、ロータ 7 の外周面を電気角で 120 度ずつ離隔して取り囲むように配設され、各励磁コイル 6 a ~ 6 c のコイル抵抗はすべて等しくなるようになっている。

#### 【0020】

また、ロータ位置検出器 11 は、対向する永久磁石 8 の磁極に応じて位置検出信号を出力するようになっている。これらのロータ位置検出器 11 の出力は、永久磁石 8 の磁極によって変化することを利用して、ロータ 7 の回転位置を検知するようになっている。この回転位置に応じて、後述する電流指令値算出回路 100 が、3 相励磁コイル 6 a ~ 6 c に対して 2 相同時に通電しながら、励磁コイル 6 a ~ 6 c を 1 相ずつ順次切り換える 2 相励磁方式によって、ロータ 7 を回転駆動させるようになっている。

#### 【0021】

そして、モータ 1 の駆動制御は、モータ電流として台形波電流を用いて制御する。

#### 【0022】

ここで、台形波電流で制御するのは、正弦波電流と比較すると、電流ピーク値が同じであれば、台形波電流の方が実効値が大きくなるため、大きな出力値（パワー）を得ることができる。その結果、同性能のモータを製作する場合、モータ電流として台形波電流を用いた方が、モータの小型化を図れるという長所がある。その反面、台形波電流による制御は、正弦波電流による制御に比べて、トルクリップルを小さくするのが困難であるという短所もある。

#### 【0023】

モータ駆動制御装置は、図4に示すように、電流指令値算出回路100と、電流指令値算出回路100からの信号 $I_{avref}$ 、 $I_{bvref}$ 、 $I_{cvref}$ とモータ相電流 $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$ とに基づいて各相電流誤差を求める減算回路20-1、20-2、20-3および比例積分制御を行うPI制御回路21とを備え、PWM制御部30のPWM制御によってインバータ31からモータ1に各相指令電流が供給され、モータ1の回転駆動を制御するようになっている。

#### 【0024】

なお、実施例では、前記モータの各相の相電流指令値 $I_{avref}$ 、 $I_{bvref}$ 、 $I_{cvref}$ とモータ相電流 $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$ とから各相電流誤差を求める減算回路20-1、20-2、20-3とその各相電流誤差を入力とするPI制御部21から構成されている。また、インバータ31とモータ1との間に、モータ電流検出回路として電流検出回路32-1、32-2、32-3が配され、該電流検出回路32-1、32-2、32-3で検出したモータの各相電流 $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$ を減算回路20-1、20-2、20-3に供給するフィードバック回路Bが形成されている。

#### 【0025】

そして、電流指令値算出回路100は、各相逆起電圧算出回路としての換算回路101と、d、q電圧算出回路としての3相/2相変換回路102と、 $I_{qref}$ を算出するq軸指令電流算出回路103と、各相電流指令算出回路としての2相/3相変換回路104と、 $I_{dref}$ を算出するd軸指令電流算出回路105とトルク指令値 $T_{ref}$ から該モータのベース角速度 $\omega_b$ を換算する換算回路106とを備え、レゾルバなどのロータ位置検出器11によって検出されたロー

タ 7 の回転角度  $\theta_e$  と、該回転角度  $\theta_e$  を微分回路 24 で算出した電気角速度  $\omega_e$  とからなるロータ位置検出信号と、図示しないトルクセンサで検出されたトルクに基づいて決定されたトルク指令値  $T_{ref}$  とを受け、ベクトル制御による相指令値信号を算出するようになっている。

### 【0026】

この構成を基に、モータ 1 の駆動制御は以下のように行われる。

### 【0027】

先ず、電流指令値算出回路 100 で、ロータの回転角度  $\theta_e$  と電気角速度  $\omega_e$  とを受け、換算回路 101 の換算表に基づいて、各相の逆起電圧  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  が算出される。次に、逆起電圧  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  は、 $d-q$  電圧算出回路としての 3 相／2 相変換回路 102 で、数 1 および数 2 の式に基づいて、 $d$ 、 $q$  成分の  $e_d$ 、 $e_q$  に変換される。

### 【0028】

#### 【数 1】

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = C1 \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

#### 【数 2】

$$C1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} -\cos(\theta_e) & -\cos(\theta_e - 2\pi/3) & -\cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

つぎに、本発明の最も重要なポイントである  $I_{dref}$  の算出方法について説明する。

### 【0029】

$d$  軸電流  $I_{dref}$  は、 $\omega_b$ 、 $\omega_e$ 、および  $T_{ref}$  を入力として、 $I_{dre}$

f 算出回路 105 で求められる。ただし、 $K_t$  はトルク係数、 $\omega_b$  はモータのベース角速度で、 $\omega_b$  はトルク指令値  $T_{ref}$  を入力として換算回路 106 で求めている。すなわち、

【数 3】

$$I_{dref} = - |T_{ref} / K_t| \sin(\arccos(\omega_b / \omega_m))$$
により求めている。

【0030】

上記の数 3 の式の  $\arccos(\omega_b / \omega_m)$  の項に関し、モータの回転速度が高速回転でない、つまり、 $\omega_m$  が  $\omega_b$  より低速時の場合は、 $\omega_m < \omega_b$  となるので  $\arccos(\omega_b / \omega_m) = 0$  となり、よって  $I_{dref} = 0$  となる。しかし、高速回転時、つまり、 $\omega_m$  が  $\omega_b$  より高速になると、 $I_{dref}$  の値が現れて、弱め界磁制御を始める。数 3 の式に表わされるように、 $I_{dref}$  はモータの回転速度によって変化するため、高速度回転時の制御をつなぎめなく行うことが可能であるという優れた効果がある。

【0031】

また、別の効果として、モータ端子電圧の飽和の問題に関しても効果がある。モータの相電圧  $V$  は、一般的に、 $V = E + R I + L (di/dt)$  で表わされる。ここで  $E$  は逆起電圧であり、 $E$  はモータが高速回転になるほど大きくなり、バッテリー電圧などの電源電圧は固定であるから、モータが制御に利用できる電圧範囲が狭くなる。この電圧飽和に達する角速度がベース角速度  $\omega_b$  で、電圧飽和が生じると PWM 制御のデューティ比が 100% に達し、それ以上は電流指令値に追従できなくなり、その結果、トルクリップルが大きくなる。

【0032】

しかし、数 3 で表わされる  $I_{dref}$  は、極性が負であり、上記式の  $L (di/dt)$  に関する  $I_{dref}$  の誘起電圧成分は逆起電圧  $E$  と極性が反対となる。よって、高速回転になるほど値が大きくなる  $E$  を  $I_{dref}$  によって誘起される電圧で減じる効果を示す。その結果、モータが高速回転になっても、 $I_{dref}$  の効果によってモータを制御できる電圧範囲が広がる。つまり、 $I_{dref}$  制御による弱め界磁制御によって、モータの制御電圧が飽和せず、制御できる範囲

が広くなり、モータの高速回転時にもトルクリップルが大きくなることを防止できる効果がある。

### 【0033】

この $I_{dref}$ 算出に関する制御ブロック図が図5である。図5において、モータの電気角速度 $\omega_e$ から機械角算出回路105aによって、モータの機械角速度 $\omega_m (= \omega_e / P)$ を算出する。ただし、 $P$ はモータの極対数である。次に角度 $\Phi$ を $\cos$ 算出回路105cで $\Phi = \cos(\omega_b / \omega_m)$ として算出する。さらに、 $\sin$ 算出回路105cで $\sin \Phi$ を求める。一方、トルク係数回路105dで $I_{qb} = T_{ref} / K_t$ を求め、絶対値回路105eで $|I_{qb}|$ を求め、掛算器105fで $(-1)$ 倍して、

### 【数4】

$$I_{dref} = -|I_{qb}| \times \sin(\cos(\omega_b / \omega_m))$$

が算出され、d軸指令電流算出回路105の出力となる。

### 【0034】

一方、q軸電流 $I_{qref}$ は、q軸指令電流算出回路103によって、 $e_d$ 、 $e_q$ 、 $\omega_e$ 、( $\omega_e = \omega_m \times P$ ) および $I_{dref}$ を入力として、数5で示すモータ出力方程式に基づいて算出される。すなわち、モータ出力方程式は

### 【数5】

$$T_{ref} \times \omega_m = 3/2 (e_d \times I_d + e_q \times I_q)$$

であるから、ここで、 $I_d = I_{dref}$ 、 $I_q = I_{qref}$ を代入すると

### 【数6】

$$I_{qref} = 2/3 (T_{ref} \times \omega_m - e_d \times I_{dref}) / e_q$$

となる。また、 $I_{dref}$ には数4で算出した値を代入すれば良い。

### 【0035】

数6の式に表わされるように $I_{qref}$ は、モータの出力は電力に相当するというモータの出力方程式から導びかれているため、即座に演算ができる。また、必要なトルク $T_{ref}$ を得るための $I_{dref}$ とバランスのとれた最適な $I_{qref}$ が演算される。従って、モータの高速回転時にも、モータの端子電圧が飽和せず、トルクリップルを最小にする制御が可能となる。

## 【0036】

以上、説明したように、本発明の  $I_{dref}$  および  $I_{qref}$  の関係を図示したのが、図6 (A) である。

## 【0037】

この電流指令値  $I_{dref}$ 、 $I_{qref}$  は、各相電流指令値算出回路としての2相／3相変換回路104で、各相の電流指令値  $I_{avref}$ 、 $I_{bvref}$ 、 $I_{cvref}$  に変換される。即ち数7の式のごとく表わされる。ここで、添え字は、例えば  $I_{avref}$  の  $avref$  は、ベクトル制御によって決定されたa相の電流指令値が表わされる。なお、行列式C2は数8に示すようにモータの回転角度  $\theta_e$  によって決定される定数である。

## 【0038】

## 【数7】

$$\begin{bmatrix} I_{avref} \\ I_{bvref} \\ I_{cvref} \end{bmatrix} = C2 \begin{bmatrix} I_{dref} \\ I_{qref} \end{bmatrix}$$

## 【数8】

$$C2 = \begin{bmatrix} -\cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\cos(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e - 2\pi/3) \\ -\cos(\theta_e + 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

従来は  $I_{qref}$  と進角  $\Phi$  を用いて図7の2相／3相変換回路109で電流指令値  $I_{avref}$ 、 $I_{bvref}$ 、 $I_{cvref}$  を算出していたが、本発明では上記で示したように  $I_{dref}$  および  $I_{qref}$  を入力として2相／3相変換回路104で電流指令値  $I_{avref}$ 、 $I_{bvref}$ 、 $I_{cvref}$  を算出する。

つぎに、電流検出回路 32-1, 32-2, 32-3 で検出されたモータの各相電流  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$  と電流指令値  $I_{avref}$ ,  $I_{bvref}$ ,  $I_{cvref}$  を減算回路 20-1, 20-2, 20-3 で引き算を実施し、各々の誤差を算出する。次に、各相電流の誤差を P I 制御回路 21 で制御してインバータ 31 の指令値、即ち PWM 制御回路 30 のデューティを表わす電圧値  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  が算出され、その値に基づいて PWM 制御回路 30 がインバータ 31 を PWM 制御し、モータ 1 は駆動され、所望のトルクが発生する。

#### 【0039】

以上説明した  $I_d$  制御によって制御されたモータ電流波形を図 3 に示す。図 3 (A) が比較的モータ 1 が低速回転で  $I_d$  制御による弱め界磁制御が無い場合 ( $I_{dref} = 0$ ) のモータ電流で、図 3 (B) がモータ 1 が高速回転で  $I_d$  制御による弱め界磁制御が有る場合のモータ電流波形である。

#### 【0040】

なお、本願発明で意味する台形波電流とは、図 3 (A) や図 3 (B) に示すような、完全な台形とは異なり、図 3 (A) のような窪みや図 3 (B) のようなピークをもった波形の電流を含むものである。

#### 【0041】

以上説明したように、モータの高速回転時にも、モータの端子電圧が飽和せず、トルクリップルを最小にする制御が可能となり、電動パワーステアリング装置の急速ハンドル操舵が滑らかに実行可能となり運転手にハンドルの振動などの違和感を与えないという優れた効果がある。

#### 【0042】

なお、上記実施例では相電圧  $e_a$ ,  $e_b$ ,  $e_c$  を用いたが、線間電圧  $e_{ab}$ ,  $e_{bc}$ ,  $e_{ca}$  などに換算して制御しても同じ効果を得られる。

#### 【0043】

##### 【発明の効果】

以上、説明したように、本発明を用いれば、モータの高速回転時にもモータの端子電圧が飽和せず、トルクリップルが少なく、またモータ騒音が小さい効果があり、さらに、電動パワーステアリング装置にあっては、ハンドルの急速操舵に

も滑らかに追従してハンドル操作に違和感がなく、騒音の少ない電動パワーステアリング装置を提供できる優れた効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の制御対象であるブラシレス DC モータを示す図である。

【図 2】

ロータ位置検出の原理を示す図である。

【図 3】

台形波電流の定義の説明に関する図である。

【図 4】

本発明のブラシレス DC モータの制御ブロック図である。

【図 5】

本発明の弱め界磁制御に係る  $I_{dref}$  算出の制御ブロック図である。

【図 6】

本発明の制御方式と従来の進角制御方式による  $I_{dref}$  と  $I_{qref}$  のベクトル関係を示す図である。

【図 7】

従来の進角制御を基にした制御ブロック図である。

【図 8】

弱め界磁制御を用いない場合の限界角速度であるベース角速度を示す図である。

【符号の説明】

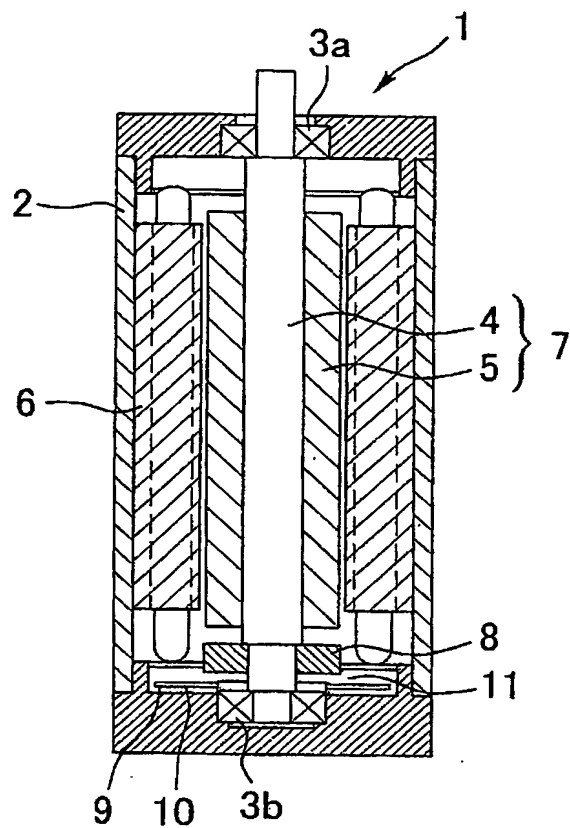
- 100 電流指令値算出回路
- 101 換算回路
- 102 3相／2相変換回路
- 103 q軸指令電流算出回路
- 104 2相／3相変換回路
- 105 d軸指令電流算出回路
- 105a 機械角算出回路
- 105b  $\cos$  算出回路



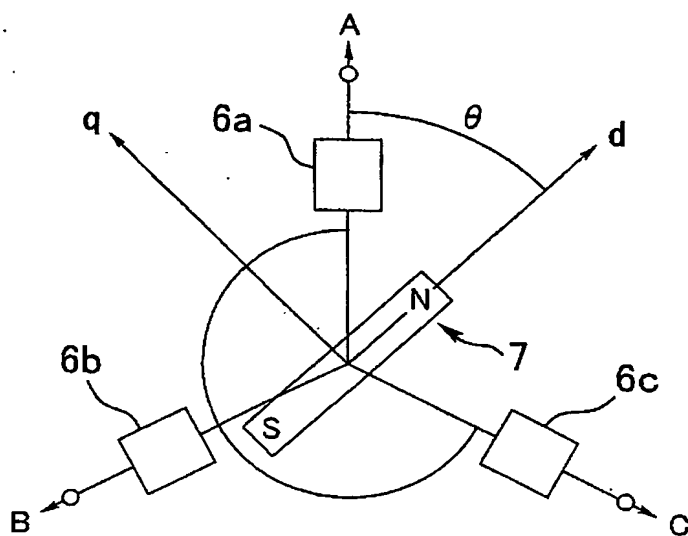
- 105c sin算出回路
- 105d トルク係数回路
- 105e 絶対値回路
- 105f 掛算器
- 106 換算回路
- 20-1, 20-2, 20-3 減算回路
- 21 PI制御回路
- 22 2相/3相変換回路
- 23 3相/2相変換回路
- 24 微分回路
- 30 PWM制御回路
- 31 インバータ
- 32-1, 32-2, 32-3 電流検出器
- 11 ロータ位置検出器
- 1 モータ
- 2 ハウジング
- 3 軸受
- 4 回転軸
- 5 永久磁石
- 6 固定子
- 7 回転子
- 8 リング状永久磁石
- 9 ステータ

【書類名】 図面

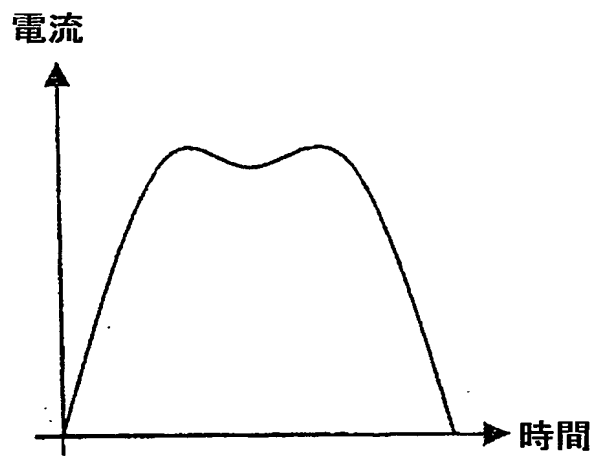
【図 1】



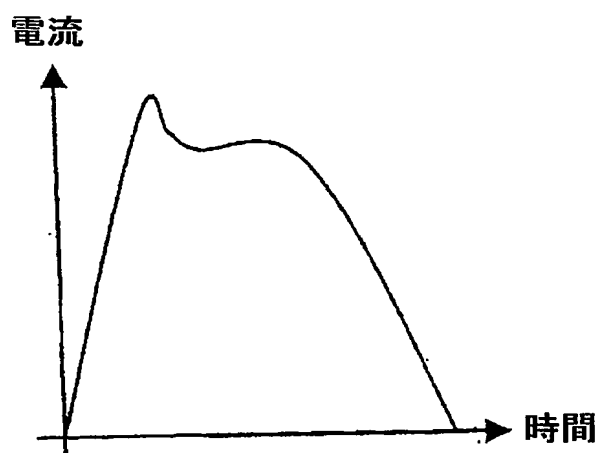
【図 2】



【図 3】

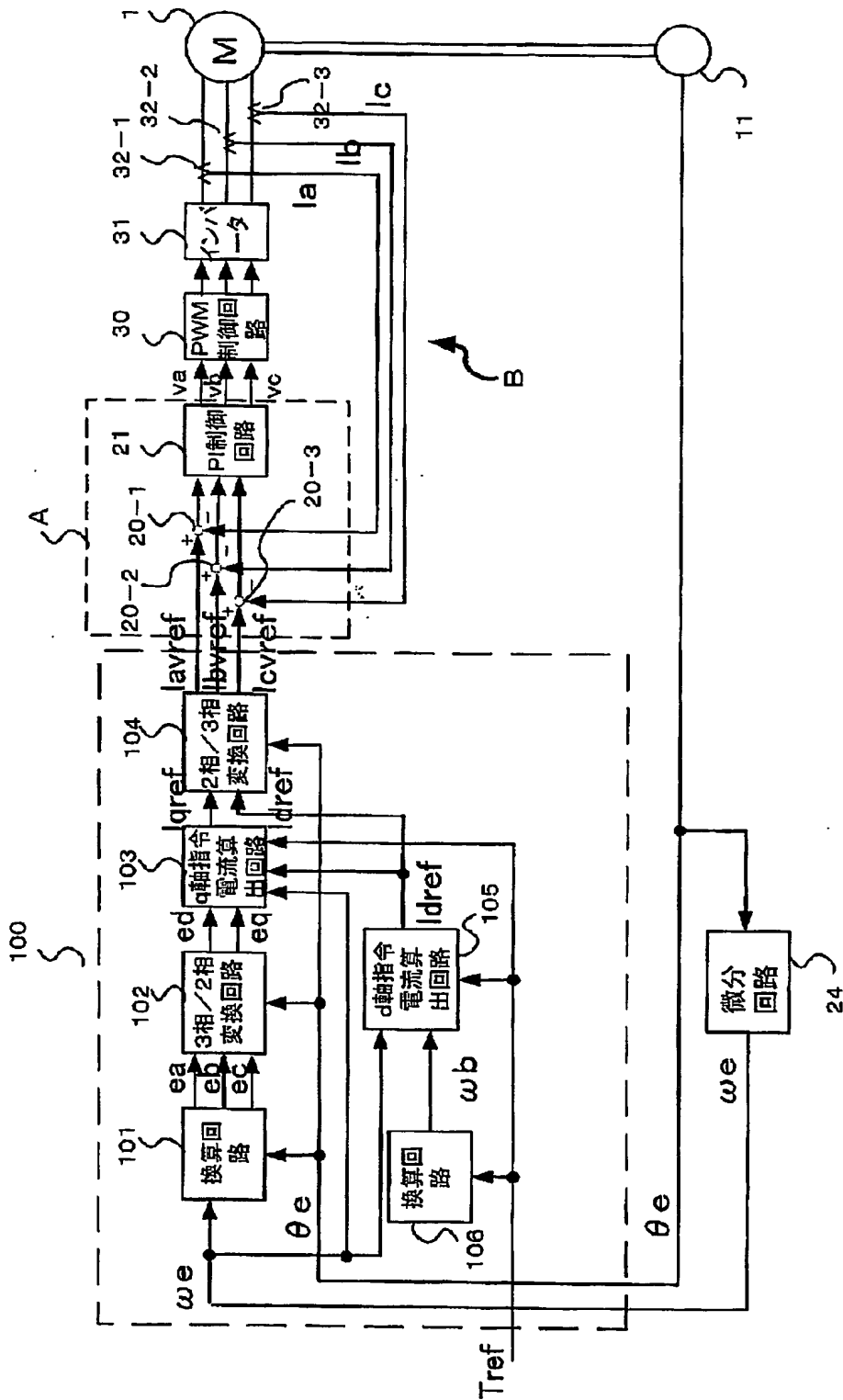


(A)



(B)

【図 4】



【図 5】

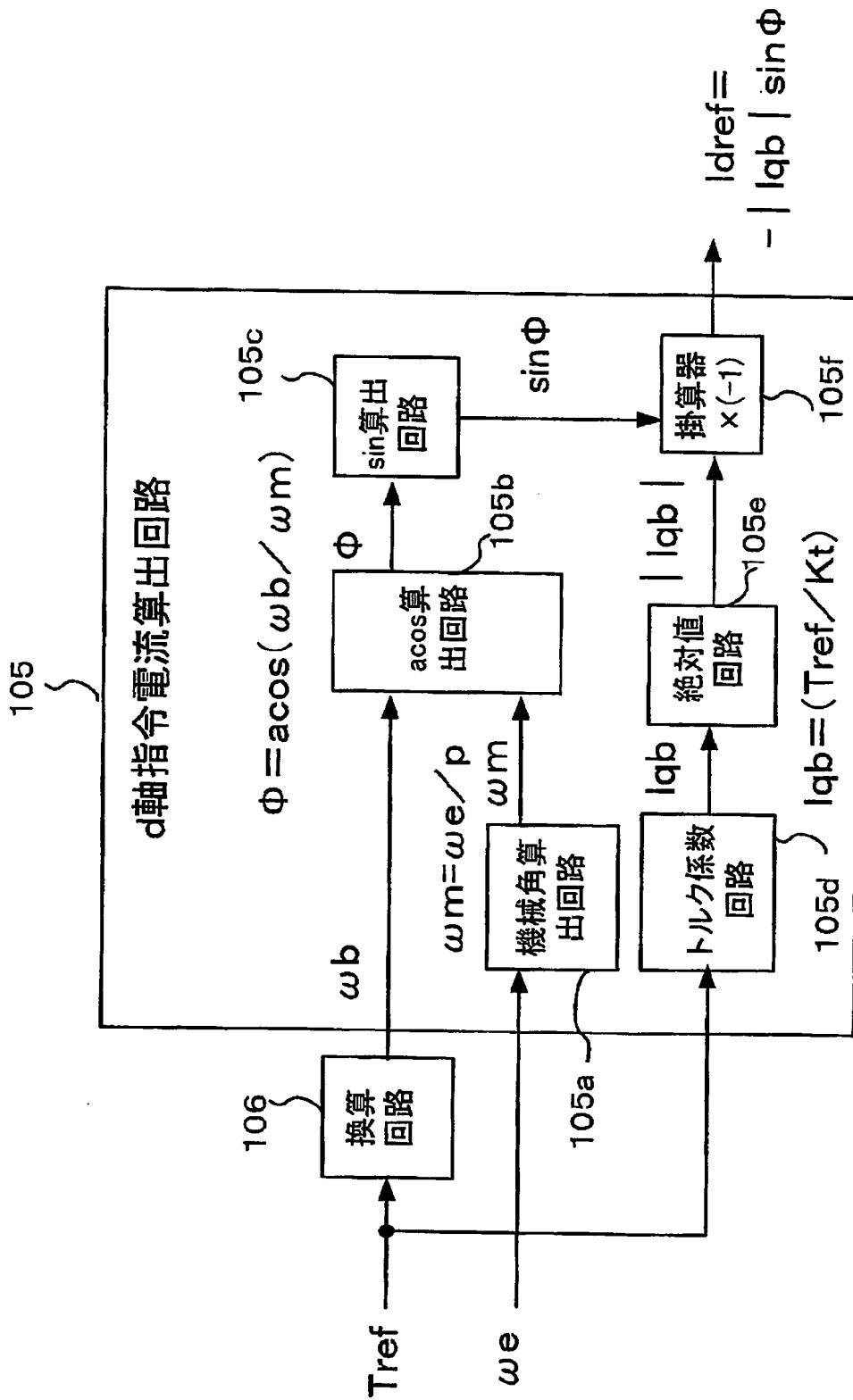
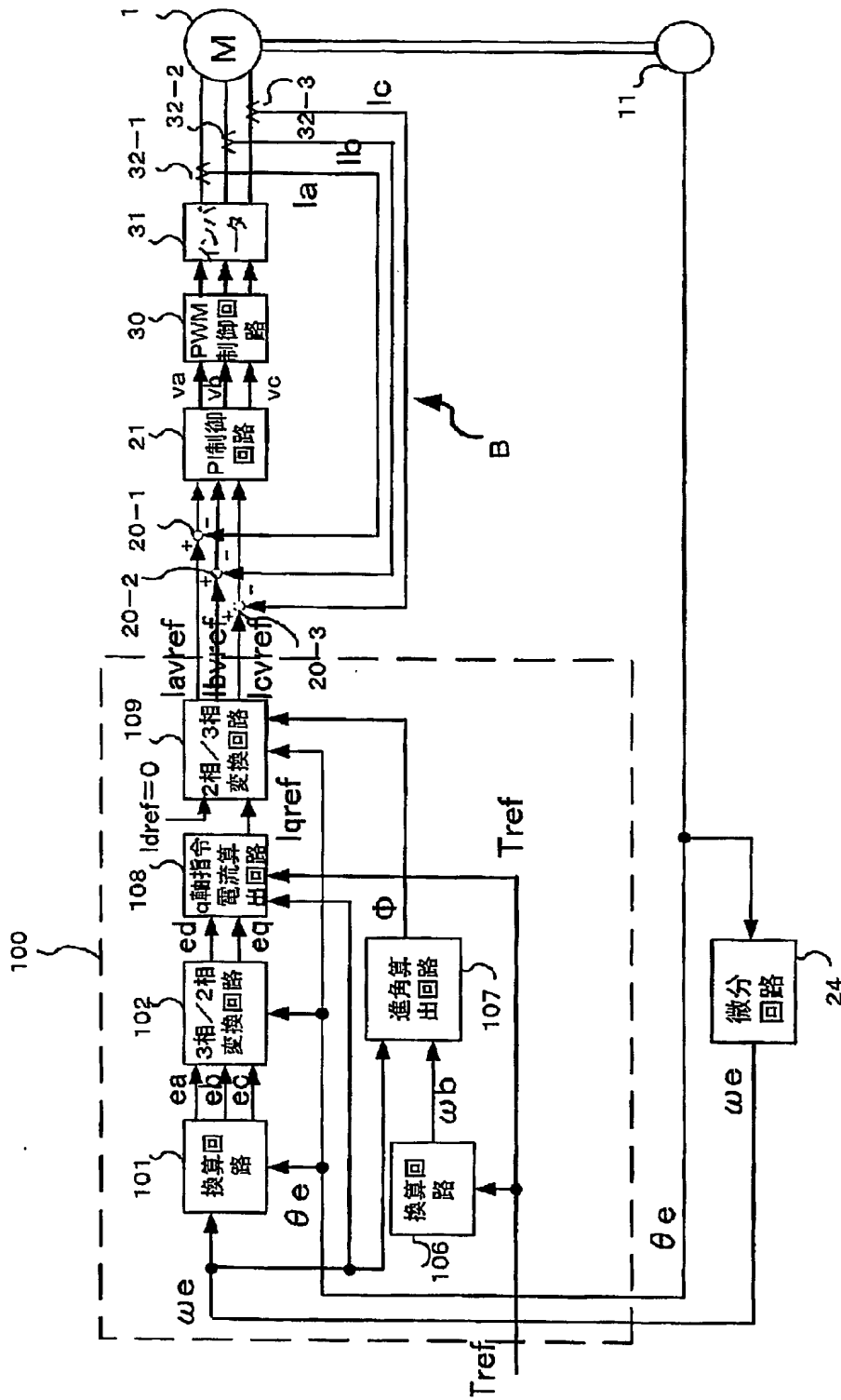


Figure 1 consists of two vector diagrams, (A) and (B), illustrating the relationship between various coordinate systems and vectors.

Diagram (A) shows a set of axes labeled  $a$  軸,  $b$  軸, and  $c$  軸. A vector  $E$  is shown in the  $q$  direction. A vector  $I_{qref}$  is shown in the  $q$  direction. A vector  $I_{dref}$  is shown in the  $d$  direction. A vector  $I_{qb}$  is shown in the  $q$  direction. The angle between the  $a$  軸 and the  $d$  軸 is  $\theta_e = \omega_e \cdot t$ . The angle between the  $b$  軸 and the  $d$  軸 is  $\psi_d$ . The angle between the  $c$  軸 and the  $d$  軸 is  $\psi_f$ . The angle between the  $I_{qb}$  vector and the  $q$  軸 is  $\phi$ . The angle between the  $I_{dref}$  vector and the  $d$  軸 is  $I_{dref} = -I_{qb} \sin \phi$ .

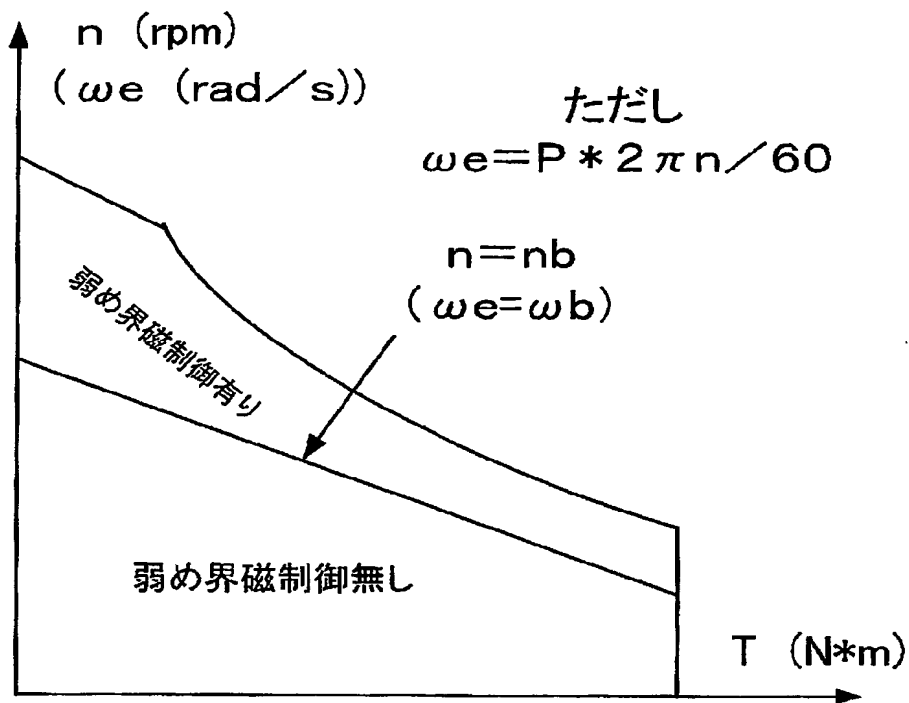
Diagram (B) shows a set of axes labeled  $a$  軸,  $b$  軸, and  $c$  軸. A vector  $E$  is shown in the  $q$  direction. A vector  $I_{qref}$  is shown in the  $q$  direction. A vector  $I_{dref}$  is shown in the  $d$  direction. A vector  $I_{qb}$  is shown in the  $q$  direction. The angle between the  $a$  軸 and the  $d$  軸 is  $\theta_e = \omega_e \cdot t$ . The angle between the  $b$  軸 and the  $d$  軸 is  $\psi_d$ . The angle between the  $c$  軸 and the  $d$  軸 is  $\psi_f$ . The angle between the  $I_{qb}$  vector and the  $q$  軸 is  $\phi$ . The angle between the  $I_{dref}$  vector and the  $d$  軸 is  $I_{dref} = -I_{qb} \sin \phi$ .

【図 7】





【図 8】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 モータの高速回転時においても、モータ端子電圧が飽和せず、よって、トルクリップルが少なく、また、モータ騒音も少ないモータ駆動制御装置を提供し、電動パワーステアリング装置においては、ハンドルの急速操舵にも滑らかに追従してハンドル操作に違和感がなく、騒音の少ない電動パワーステアリング装置を提供する。

【解決手段】 モータの高速回転時の弱め界磁制御を従来の進角制御ではなく、まず、電流指令値の d 軸成分を算出し、その値に基づいて q 軸成分を求めることによって達成する。

【選択図】 図 4

特願 2 0 0 2 - 3 5 4 6 3 2

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[ 0 0 0 0 0 4 2 0 4 ]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 2 9 日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都品川区大崎 1 丁目 6 番 3 号

氏 名

日本精工株式会社

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

☒ **BLACK BORDERS**

☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**

☒ **FADED TEXT OR DRAWING**

☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**

☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**

☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**

☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**

☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**

☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**

☐ **OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**